

PULSE WIDTH MODULATION AMPLIFIER

Patent number: JP4281606
 Publication date: 1992-10-07
 Inventor: NAKAJIMA YASUFUMI; OHASHI TOSHIHIKO
 Applicant: MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD
 Classification:
 - international: H03F3/217
 - european:
 Application number: JP19910044769 19910311
 Priority number(s): JP19910044769 19910311

Also published as:



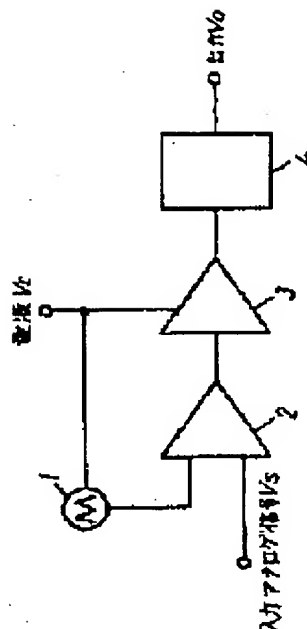
EP0503571 (A1)
 US5262733 (A1)
 EP0503571 (B1)

Report a data error here

Abstract of JP4281606

PURPOSE: To realize the pulse width modulation amplifier with high efficiency immune to ripple noise superimposed on a power supply voltage with simple constitution by solving a problem that an output proportional to the ripple noise superimposed on a power supply of a power amplifier circuit appears at the pulse width modulation amplifier.

CONSTITUTION: The pulse width modulation amplifier applying pulse width modulation to an input analog signal consists of a triangle wave oscillation circuit 1, a voltage comparator circuit 2, a power amplifier circuit 3 and a low pass filter 4 and an amplitude of an output voltage of the triangle wave oscillation circuit 1 is proportional to the power supply voltage fed to the power amplifier circuit 3. Moreover, in this invention, a circuit is provided in which a tilt in the output voltage of the triangle wave oscillation circuit 1 is proportional to the power supply voltage as required.



Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

This Page Blank (usp10)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平4-281606

(43) 公開日 平成4年(1992)10月7日

(51) Int.Cl.⁵

H 0 3 F 3/217

識別記号

庁内整理番号

8836-5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平3-44769
(22) 出願日 平成3年(1991)3月11日

(71) 出願人 000005821
松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真1006番地
(72) 発明者 中島 康文
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内
(72) 発明者 大橋 敏彦
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内
(74) 代理人 弁理士 小銀治 明 (外2名)

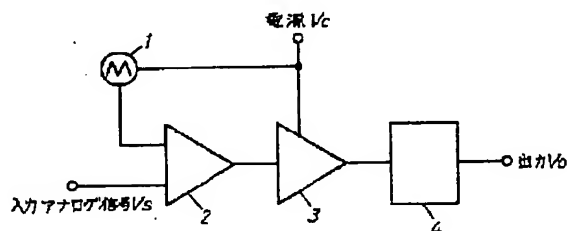
(54) 【発明の名称】 パルス幅変調増幅器

(57) 【要約】

【目的】 パルス幅変調増幅器において、電力増幅回路の電源に重畳したリップルノイズに比例した出力が現れるという問題点を解決し、簡単な構成で電源電圧に重畳したリップルノイズに強い高効率なパルス幅変調増幅器を提供することを目的とする。

【構成】 三角波発振回路1、電圧比較回路2、電力増幅回路3、ローパスフィルタ4を含み、入力アナログ信号をパルス幅変調するパルス幅変調増幅器であって、前記三角波発振回路1の出力電圧の振幅が、前記電力増幅回路3に供給される電源電圧に比例するパルス幅変調増幅器とする。また、本発明では、必要に応じて、三角波発振回路1の出力電圧の傾きが、前記電源電圧に比例することを特徴とする回路構成を付加している。

1 三角波
発振回路
(振幅制御)
2 電圧比較回路
3 電力増幅回路
4 ローパスフィルタ



【特許請求の範囲】

【請求項1】パルス幅変調用の三角波キャリア信号を発生する三角波発振回路と、入力となるアナログ信号と前記三角波発振回路より出力される三角波が入力され両者を比較する電圧比較回路と、この電圧比較回路より出力されるパルス幅変調信号の電力増幅を行う電力増幅回路と、この電力増幅回路の出力からキャリア周波数成分を除去して負荷に供給するローパスフィルタを含むパルス幅変調増幅器であって、前記三角波発振回路の出力電圧の振幅が、前記電力増幅回路に供給される電源電圧に比例することを特徴とするパルス幅変調増幅器。

【請求項2】三角波発振回路の出力電圧の傾きが、電源電圧に比例することを特徴とする請求項1記載のパルス幅変調増幅器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は高効率を特徴とするパルス幅変調増幅器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、パルス幅変調増幅器として、アナログ信号を高周波の三角波信号によって変調してパルス幅信号に変換し、これを電力増幅し、キャリア信号をロ*

$$V_o = V_s \cdot (V_c / V_t)$$

但し、ローパスフィルタを理想フィルタとする

V_o : 出力電圧

V_s : 入力アナログ信号電圧

V_c : 電力増幅回路の電源電圧

V_t : 三角波発振回路出力の振幅の1/2

となる。つまり、増幅率が (V_c / V_t) となり、電力増幅回路3の電源電圧 V_c に比例した出力電圧になる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】以上のように従来の構成では、電力増幅回路3の電源電圧 V_c にオーディオ帯のリップルノイズ、例えば、商用電源を使用した場合の全波整流による100、または、120Hz等のリップルノイズ、自動車用を使用した場合の電源に重畳したオルタネータノイズ等のリップルノイズが重畳した場合、そのリップルノイズがそのまま出力電圧に重畳するとい*

$$V_c / V_t = k$$

但し、 k は定数

とすると、式(2)を式(1)に代入することにより、★

$$V_o = k \cdot V_s$$

これによって、増幅率が k (定数) となり、電力増幅回路3の電源電圧 V_c に重畳したオーディオ帯のリップルノイズが、そのまま出力電圧に重畳するという問題点を解決することができる。

【0013】

【実施例】以下本発明の実施例について、図面を参照しながら説明する。図1は本発明のパルス幅変調増幅器を示すブロック図である。

ローパスフィルタで除去して復調し、負荷に供給するようにしたものがあり、電力増幅時の効率が非常に良いため、オーディオ用増幅器、スイッチング電源などに用いられている。

【0003】以下、音声信号を増幅するために用いられているものを例として、従来のパルス幅変調増幅器の主要部について説明する。

【0004】図7は従来のパルス幅変調増幅器を示すものである。図7において、入力アナログ信号 V_s と三角波発振回路5の出力を電圧比較回路2で比較することによりパルス幅信号に変換し、これを電力増幅回路3によって電力増幅し、ローパスフィルタ4を用いてキャリア信号を除去して復調し、その復調された出力信号 V_o を図示しないスピーカ等の負荷に供給する。また、必要に応じて、図示しない負帰還回路を用いることにより、歪率等の特性向上が可能である。

【0005】以上のように構成されたパルス幅変調増幅器について、以下その動作について説明する。

【0006】上記のような従来の構成では、フルブリッジ構成の電力増幅回路を持ったパルス幅変調増幅器を例にとると、その出力は、

$$\dots\dots (1)$$

※う問題点を有していた。

【0008】本発明は上記従来の問題点を解決しリップルノイズの重畳しないパルス幅変調増幅器を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】この目的を達成するため本発明では、三角波発振回路の出力電圧の振幅が、電力増幅回路に供給される電源電圧に比例する構成を有している。

【0010】また、本発明では、必要に応じて、三角波発振回路の出力電圧の傾きが、前記電源電圧に比例することを特徴とする回路構成を付加している。

【0011】

【作用】この構成によって、上記式(1)に示した (V_c / V_t) を定数にすることになる。つまり、

$$\dots\dots (2)$$

40★式(1)は下記式(3)のように変形される。

【0012】

$$\dots\dots (3)$$

【0014】従来例との差は、三角波発振回路1が電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c によって制御されている点である。より詳細には、三角波発振回路1の出力電圧の振幅が、電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c に比例することを特徴とし、また、必要に応じて、三角波発振回路1の出力電圧の傾きが、電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c に比例することを特徴とする回路構成を付加している。

3

【0015】三角波発振回路のより詳細な点について、回路図、及び、タイミングチャートを参照しながら説明する。図2は、本発明の三角波発振回路の第1の実施例を示す回路図であり、図3は、図2に示す回路の第1のタイミングチャート、図4は、図2に示す回路の第2のタイミングチャートである。

【0016】図2において、11はバッファ、12、13は演算増幅器、14、15は電圧比較回路、16はラ*

$$V_{11} = V_c / k$$

演算増幅器12、13の出力 V_{12} 、 V_{13} は

$$V_{12} = V_r - V_c / k$$

$$V_{13} = V_r + V_c / k$$

となる。

【0018】コンデンサ27の充電電圧 V_{27} が演算増幅器13の出力 V_{13} より高くなると、電圧比較回路14の出力が正転し、ラッチ16がセットされる。その結果、充放電切替制御信号29が変化し、充放電切替制御付定電流源28がコンデンサ27に対し定電流放電状態になる。放電状態が持続し、コンデンサ27の充電電圧 V_{27} が演算増幅器12の出力 V_{12} より低くなると、電圧比較回路15の出力が正転し、ラッチ16がリセットされる。その結果、充放電切替制御信号29が変化し、充放電切替制御付定電流源28がコンデンサ27に対し定電流充電状態になる。こうしてコンデンサ27の充電電圧 V_{27} が三角波発振回路の出力となる。

【0019】図3において、図3(a)は、図1に示したパルス幅変調増幅器の電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c の時間的変化を示している。これにともなう、図3(b)は直流安定電位 V_r 、図1に示したパルス幅変調増幅器への入力アナログ信号 V_s 、演算増幅器12、13の出力 V_{12} 、 V_{13} を、図3(c)は図1に示したパルス幅変調増幅器の電圧比較回路2の出力 V_2 を示している。

【0020】上記式(5)、(6)より、三角波発振回路出力の振幅の $1/2$ を示す V_i は、

$$V_i = (V_{13} - V_{12}) / 2$$

$$= V_c / k$$

となり、これは、式(2)と等価であり、電力増幅回路3の電源電圧 V_c に重畳したオーディオ帯のリプルノイズが、そのまま出力電圧に重畳するという従来の問題点を解決することができることを示している。

【0021】また、図4において、図4(a)は、図1に示したパルス幅変調増幅器の電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c の直流レベルが時間的に大きく変化した場合を示している。これにともなう、図4(b)は直流安定電位 V_r 、図1に示したパルス幅変調増幅器への入力アナログ信号 V_s 、演算増幅器12、13の出力 V_{12} 、 V_{13} を、図4(c)は図1に示したパルス幅変調増幅器の電圧比較回路2の出力 V_2 を示している。この場合、図4(c)に示した電圧比較回路2の出力 V_2 の

4

* ッチ、21、22、23、24、25、26は抵抗、27はコンデンサ、28は充放電切替制御付電流源、29は充放電切替制御信号、 V_c は電力増幅回路3に供給される電源電圧、 V_r は直流安定電位である。

【0017】抵抗21、22は、抵抗比が $(1 - 1/k) : 1/k$ 、抵抗23と24、抵抗25と26はそれぞれ抵抗値が等しいとすると、バッファ11の出力 V_{11} は、

$$\dots\dots (4)$$

$$\dots\dots (5)$$

$$\dots\dots (6)$$

キャリア周波数は、パルス幅変調増幅器の電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c に反比例して低下している。キャリア周波数の変動は、図1に示したローパスフィルタ4を最低キャリア周波数に合わせることを要求する。キャリア周波数が低くなると、一般的にローパスフィルタ4は大型化し、また、被変調波である入力アナログ信号との帯域間隔が狭くなり、入力アナログ信号とキャリアの十分な分離が困難になることが考えられる。

【0022】この課題を解決するため、本発明では、三角波発振回路1の出力電圧の傾きが、図1に示したパルス幅変調増幅器の電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c に比例することを特徴とする回路構成を付加している。

【0023】これに関する三角波発振回路1のより詳細な点について、回路図、及び、タイミングチャートを参照しながら説明する。図5は、本発明の三角波発振回路1の第2の実施例を示す回路図であり、図6は、図5に示す回路のタイミングチャートである。

【0024】図5と図2に示した回路との差は、充放電切替制御付電流源31が電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c によって制御される点のみである。制御内容は、充放電切替制御付電流源31の電流値が電源電圧 V_c に比例するという点である。

【0025】図6において、図6(a)は、図1に示したパルス幅変調増幅器の電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c の時間的変化を示している。これにともなう、図6(b)は直流安定電位 V_r 、図1に示したパルス幅変調増幅器への入力アナログ信号 V_s 、演算増幅器12、13の出力 V_{12} 、 V_{13} を、図6(c)は図1に示したパルス幅変調増幅器の電圧比較回路2の出力 V_2 を示している。結果として、図6(c)に示したパルス幅変調増幅器の電圧比較回路2の出力 V_2 は、図4(c)に示したパルス幅変調増幅器の電圧比較回路2の出力 V_2 と異なり、キャリア周波数が安定している。

【0026】また、図示していないが、図1に示したパルス幅変調増幅器の電力増幅回路3に供給される電源電圧 V_c にACが重畳した状態では、完全なキャリア周波数の安定化を期待することはできないが、この手段を用

いない場合に比して、大幅な改善が可能である。

【0027】

【発明の効果】以上のように本発明は、三角波発振回路の出力電圧の振幅が電力増幅回路に供給される電源電圧に比例する構成とし、また、必要に応じて三角波発振回路の出力電圧の傾きが、電力増幅回路の電源電圧に比例することを特徴とする回路構成とすることにより、電力増幅回路の電源電圧 V_c に重畳したオーディオ帯のリップルノイズが、そのまま出力電圧に重畳するという問題を解決することができるとともに、キャリア周波数の安定度を維持することも可能になるという効果が得られる。

【0028】また、説明では、音声信号を増幅することを例としたが、スイッチング電源等、パルス幅変調増幅器を内蔵した回路、機器、装置全般について本発明が有効であることは自明のことである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のパルス幅変調増幅器の実施例を示すブロック図

【図2】本発明の三角波発振回路の第1の実施例を示す回路図

【図3】図2に示す回路の第1のタイミングチャート

【図4】図2に示す回路の第2のタイミングチャート

【図5】本発明の三角波発振回路の第2の実施例を示す回路図

【図6】図5に示す回路のタイミングチャート

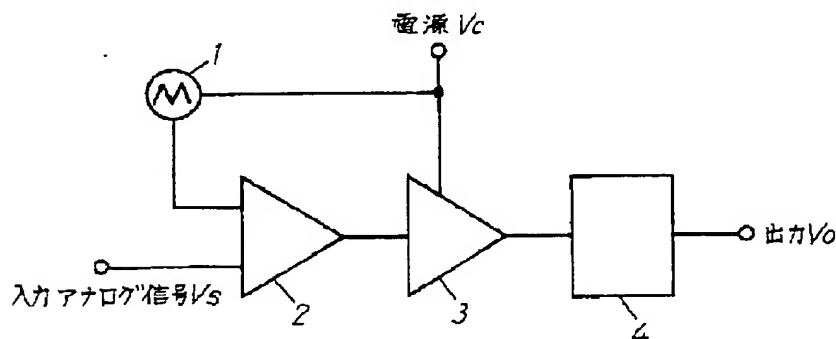
【図7】従来のパルス幅変調増幅器を示すブロック図

【符号の説明】

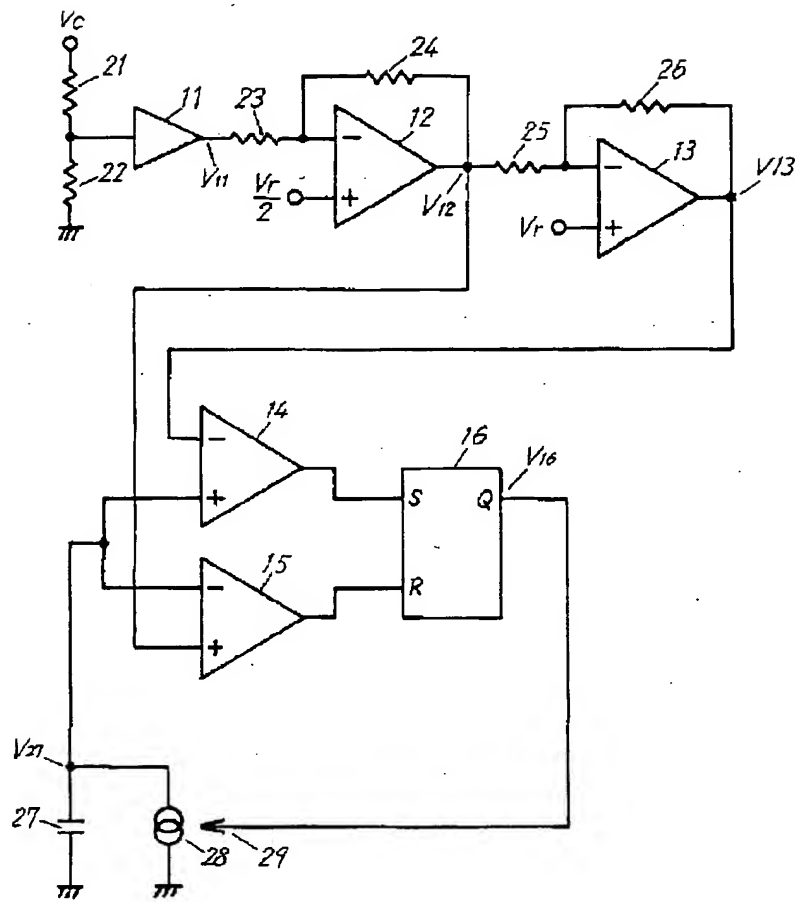
- 1 三角波発振回路（振幅制御）
- 2 電圧比較回路
- 3 電力増幅回路
- 4 ローパスフィルタ
- 5 三角波発振回路（一定振幅）
- 11 バッファ
- 12, 13 演算増幅器
- 14, 15 電圧比較回路
- 16 ラッチ
- 21～26 抵抗
- 27 コンデンサ
- 28 充放電切替制御付定電流源
- 29 充放電切替用制御信号
- 30 充放電電流値制御電圧
- 31 充放電切替制御付電流源（充放電電流値制御付）

【図1】

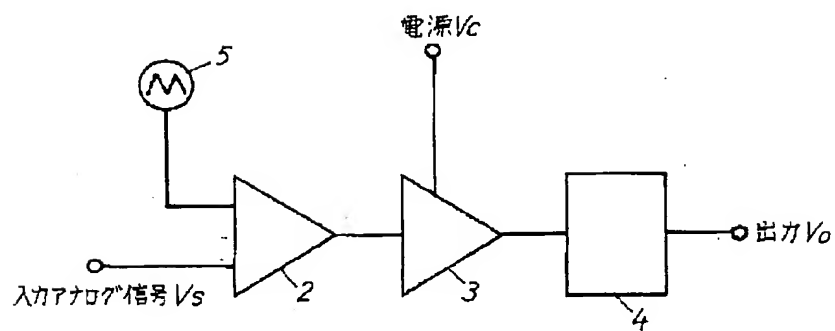
- 1 三角波
発振回路
（振幅制御）
- 2 電圧比較回路
- 3 電力増幅回路
- 4 ローパスフィルタ



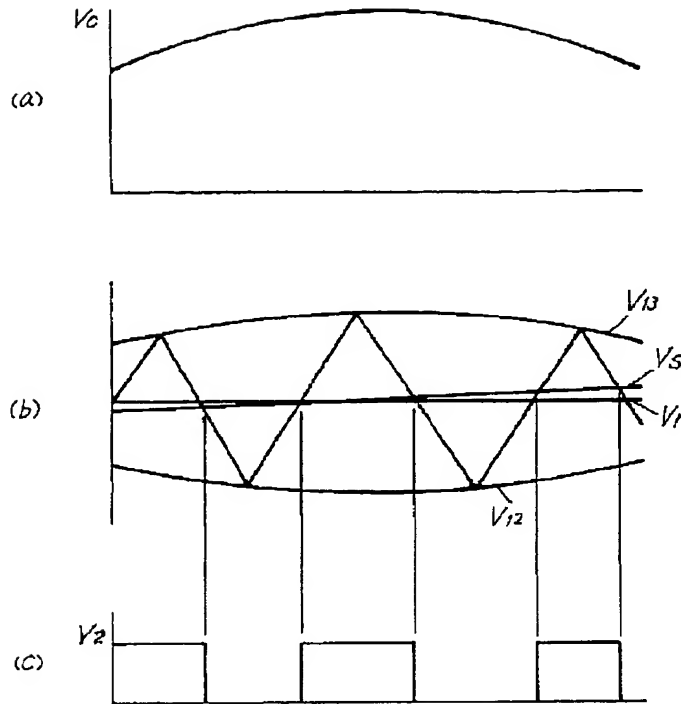
【図2】



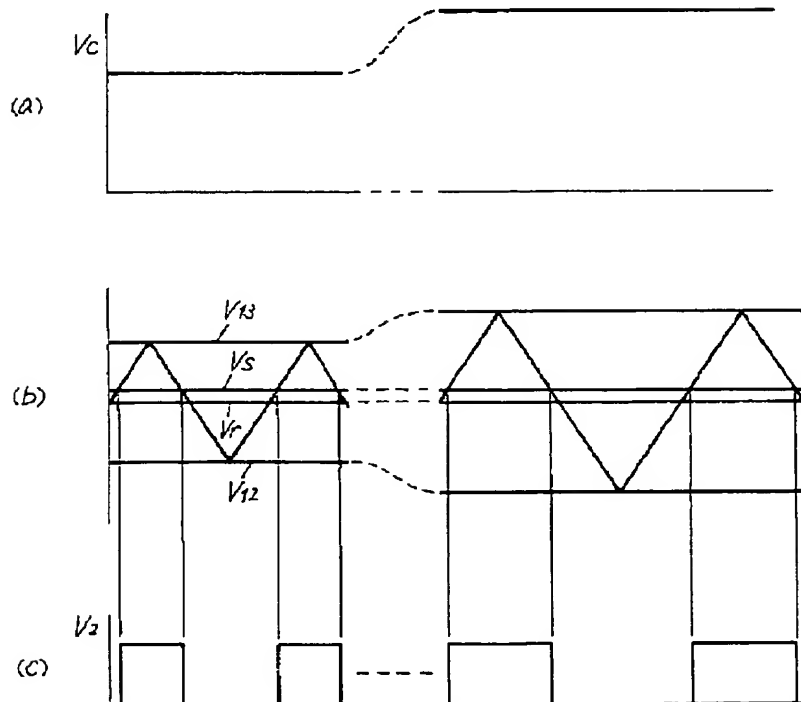
【図7】



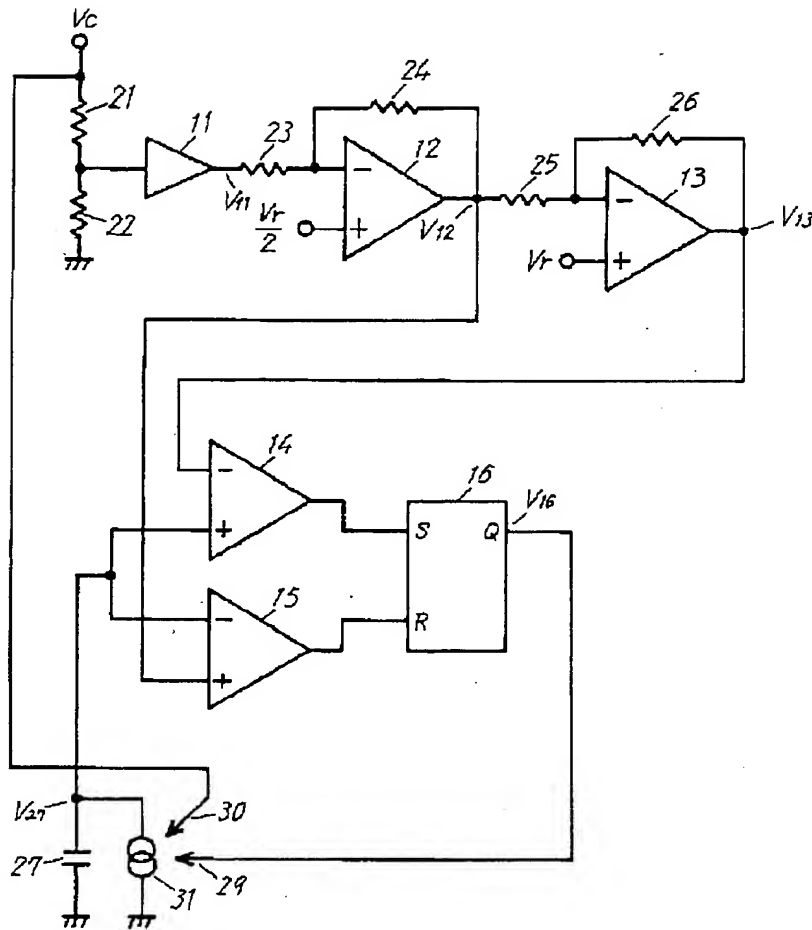
【図3】



【図4】



【図5】



【図6】

